

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-112397

(43)Date of publication of application : 23.04.1999

(51)Int.Cl. H04B 7/10
H01Q 3/26

(21)Application number : 09-274177 (71)Applicant : SANYO ELECTRIC CO LTD

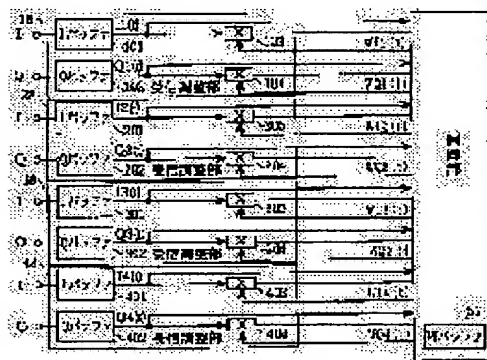
(22)Date of filing : 07.10.1997 (72)Inventor : IINUMA TOSHINORI

(54) ADAPTIVE ARRAY DEVICE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an adaptive array device reducing signal processing quantity for adjusting a directivity pattern.

SOLUTION: A control part 50 calculates weighting coefficients for the respective components of a whole radio part for forming one directivity pattern based on in-phase component data and quadrature component data in one of k-pieces of symbols stored in the total I and Q buffers and interpolates the weighting coefficients and past weight coefficients stored in a W buffer 51. Thus, the weighting coefficients for remaining k-1 pieces of symbols in present k-pieces of symbols is interpolated.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 18.02.2000

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3138243

[Date of registration] 08.12.2000

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japanese Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-112397

(43) 公開日 平成11年(1999) 4月23日

(51) Int.Cl.⁸

識別記号

F I

H 0 4 B 7/10

H 0 4 B 7/10

A

H 0 1 Q 3/26

H 0 1 Q 3/26

Z

審査請求 未請求 請求項の数5 O L (全 13 頁)

(21) 出願番号

特願平9-274177

(22) 出願日

平成9年(1997)10月7日

(71) 出願人 000001889

三洋電機株式会社

大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号

(72) 発明者 飯沼 敏範

大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号 三

洋電機株式会社内

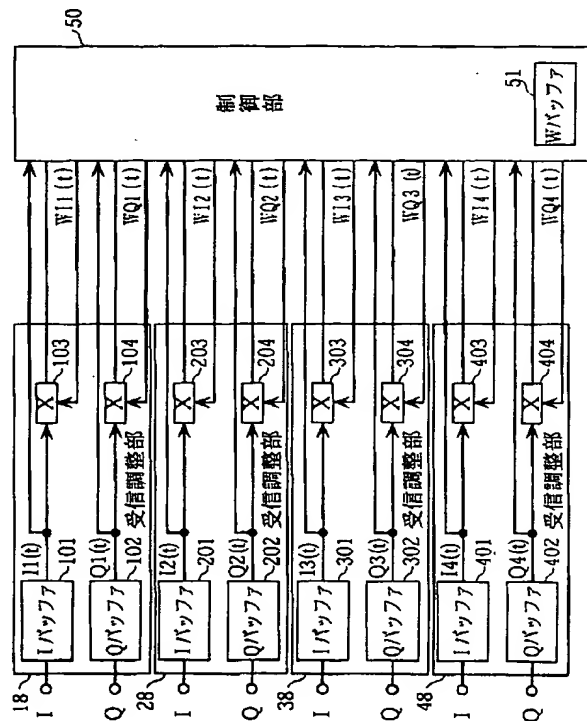
(74) 代理人 弁理士 中島 司朗

(54) 【発明の名称】 アダプティブアレイ装置

(57) 【要約】

【課題】 本発明は指向性パターン調整のための信号処理量を低減したアダプティブアレイ装置を提供することを目的とする。

【解決手段】 制御部50は、全I、Qバッファに記憶されたk個のシンボル中の1シンボルの同相成分データと直交成分データとに基づいて、1つの指向性パターンを形成するための全無線部の成分毎の重み係数を計算するとともに、当該重み係数と、Wバッファ51に記憶された過去の重み係数とを補間することにより、現在のk個のシンボル中の残りのk-1個のシンボルに対する重み係数を計算する補間する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 送信部と受信部とアンテナとを有する複数の無線部を備えたアダプティブアレイ装置であって、無線部毎に、連続する k 個（ k は自然数）の受信シンボルの同相成分データと直交成分データとを記憶するデータ記憶手段と、

データ記憶手段に記憶された k 個のシンボル中の1シンボルの同相成分データと直交成分データとに基づいて、1つの指向性パターンを形成するための全無線部の成分毎の重み係数を計算する重み係数計算手段と、前記 k 個のシンボルより過去の1シンボルについて、重み係数計算手段により計算された重み係数を記憶する重み係数記憶手段と、

重み係数計算手段により計算された重み係数と重み係数記憶手段に記憶された重み係数とを用いて、現在の k 個のシンボル中の残りの $k-1$ 個のシンボルに対する重み係数を補間する補間手段と、

重み係数計算手段および補間手段から得られた重み係数を用いて、データ記憶手段に記憶された同相成分データと直交成分データとを合成することにより、前記指向性パターンに対応する現在の k 個の受信シンボルデータを得る合成手段とを備えることを特徴とするアダプティブアレイ装置。

【請求項2】 前記重み係数計算手段は、現在の k 個のシンボル中の前記1シンボルの期間内に前記1つの指向性パターンを形成するための全無線部の成分毎の重み係数を計算し、次のシンボル期間内にそのシンボルの同相成分データと直交成分データとに基づいて他の指向性パターンを形成するための全無線部の成分毎の重み係数を計算し、

前記重み係数記憶手段は、前記重み係数計算手段により現在の k 個のシンボルよりも過去の1シンボルについて計算された重み係数であって、前記1つの指向性パターンを形成するための全無線部の成分毎の重み係数と、前記他の指向性パターンを形成するための全無線部の成分毎の重み係数とを記憶し、前記補間手段は、現在の k 個のシンボル中の前記1シンボルの期間内に、現在の k 個のシンボル中の残りの $k-1$ 個のシンボルに対する重み係数を補間し、次のシンボル期間内に過去の k 個のシンボル中の $k-1$ 個のシンボルの前記他の指向性パターンを形成するための全無線部の成分毎の重み係数を補間することを特徴とする請求項1記載のアダプティブアレイ装置。

【請求項3】 前記1つの指向性パターンと前記他の指向性パターンとは、同一周波数を同一時刻に使用する異なる移動無線機に対応することを特徴とする請求項2記載のアダプティブアレイ装置。

【請求項4】 前記1つの指向性パターンと前記他の指向性パターンとは、特定の移動無線機からの到来する直接波と間接波に対応することを特徴とする請求項2記載

のアダプティブアレイ装置。

【請求項5】 前記重み係数計算手段および前記補間手段は、プログラマブルなデジタル信号処理用プロセッサであることを特徴とする請求項1から4に記載の何れかのアダプティブアレイ装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、複数のアンテナにより適応的に指向性パターンを作るアダプティブアレイ装置に関し、特に指向性パターンを形成するための信号処理の改良に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、デジタル方式の通信機器においては、伝送の効率化のためデジタル情報信号（ベースバンド信号）で搬送波を変調することにより、情報の伝送が行われている。デジタル通信では、伝送速度向上や同一周波数に複数の利用者を収容する多チャンネル化により、周波数資源の有効利用が図られている。

【0003】また、移動通信においては、近年の利用者の急激な増大によって周波数資源が切迫してきており、この解決策としてアダプティブアレイ方式が注目されている。アダプティブアレイ方式とは、複数のアンテナにより適応的に指向性パターンを作り、送信時は特定の利用者だけに電波が届くようにし、受信時には特定の利用者の電波だけを受信する方式である。例えば、送信回路と受信回路とアンテナとからなる送受信システムを4組み備えたアダプティブアレイ装置の場合、送信時には各送信信号の振幅及び位相を、受信時には各受信信号の振幅及び位相を、それぞれ調整することによって、送信時、受信時のそれぞれの指向性パターンを形成することができる。アダプティブアレイ方式については「空間領域における適応信号処理とその応用技術論文特集」（電子通信学会論文誌 VOL. J75-B-II NO. 11 NOVEMBER）に記載されているので、ここでは詳細な説明を省略する。

【0004】さらに、アダプティブアレイ方式を用いて複数の利用者が同一周波数、同一時刻に利用することを實現するパス分割多元接続（PDMA）通信方式が提案されている。PDMA通信方式とは、物理的に異なる位置に設置された複数の無線局が同一時刻に同一周波数を利用する場合に、特定局の希望信号の特定マルチパス伝播路のみを選択し、多局の不要波のマルチパス伝播路の影響を除去・抑制することにより通信を行う方式である。PDMA通信方式については「パス分割多元接続（PDMA）移動通信方式」（電子情報通信学会 信学技報 RSC93-84(1994-01)）に記載されているのでここでは詳細な説明を省略する。

【0005】また、移動通信にアダプティブアレイ方式を適用した場合には、利用者の移動に伴って伝播環境が時々刻々と変化するため、その変化に合わせて指向性パターンも変化させなければならない。このような場合、

従来の位相器を用いたアナログ処理では、精度、安定性、追従性など多方面に問題があるため、アダプティブアレイ方式の実現にはデジタル信号処理が現実的である。

【0006】具体的なデジタル信号処理としては、上記のように無線系統毎の振幅と位相の調整を内容とする。例えば、デジタル位相変調の場合、シンボルを表す同相成分(以下I(Inphase)成分と略す)と直交成分

(以下Q(Quadrature)成分)とに対して適切に無線系統毎に重み付けすることによって、シンボルの振幅と位相とが調整されることになる。よって無線系統毎に同相成分と直交成分とに対するそれぞれの重み係数を算出することが信号処理の主な内容となる。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】ところで、アダプティブアレイ方式において、時々刻々と変化する伝播環境に追従して指向性パターンを調整するためには、その調整の時間間隔を伝播環境の変化よりも十分に小さくする必要があり、例えばシンボル期間毎に行うことが望ましい。さらに近年の移动通信システムではデータの伝送速度が高速化されており、シンボル期間(例えばPHS(Personal Handyphone System)では約5マイクロ秒)も短くなっており、より短時間で信号処理をする必要性がある。

【0008】アダプティブアレイを実現するための信号処理は、上記の重み係数の算出にマトリクス演算を必要とすることから、その処理量が一般に非常に大きいものであり、信号処理をいかに実現するかが課題になっている。特に、周波数を有効利用するために、PDMA通信方式により複数の利用者を同一周波数、同一時刻に收容する場合、利用者毎の信号処理が必要になるため処理量が利用者数に比例して増加するので、さらに信号処理の実現がより重要になっている。

【0009】複数の利用者に同時に対処することは1つのDSPの信号処理能力では実現困難なので、複数のDSPを用いて並列に処理することが考えられるが、そうすれば必然的に機器の装置規模、コスト等の増大を招くことになる。本発明は上記問題点を鑑み、指向性パターン調整のための信号処理量を低減し、装置規模やコストの増大を最小限に抑えたアダプティブアレイ装置を提供することを目的とする。

【0010】特に、利用者数が増加しても各利用者毎の信号処理を適切に行うことができるアダプティブアレイ装置を提供することを目的とする。

【0011】

【課題を解決するための手段】上記の問題点を解決するため本発明に係るアダプティブアレイ装置は、送信部と受信部とアンテナとを有する複数の無線線を備えたアダプティブアレイ装置であって、無線線毎に、連続する k 個(k は自然数)の受信シンボルの同相成分データと直

交成分データとを記憶するデータ記憶手段と、データ記憶手段に記憶された k 個のシンボル中の1シンボルの同相成分データと直交成分データとに基づいて、1つの指向性パターンを形成するための全無線部の成分毎の重み係数を計算する重み係数計算手段と、前記 k 個のシンボルより過去の1シンボルについて、重み係数計算手段により計算された重み係数を記憶する重み係数記憶手段と、重み係数計算手段により計算された重み係数と重み係数記憶手段に記憶された重み係数とを用いて、現在の k 個のシンボル中の残りの $k-1$ 個のシンボルに対する重み係数を補間する補間手段と、重み係数計算手段および補間手段から得られる重み係数を用いて、データ記憶手段に記憶された同相成分データと直交成分データとを合成することにより、前記指向性パターンに対応する現在の k 個の受信シンボルデータを得る合成手段とを備えている。

【0012】また、前記重み係数計算手段は、現在の k 個のシンボル中の前記1シンボルの期間内に前記1つの指向性パターンを形成するための全無線部の成分毎の重み係数を計算し、次のシンボル期間内にそのシンボルの同相成分データと直交成分データとに基づいて他の指向性パターンを形成するための全無線部の成分毎の重み係数を計算し、前記重み係数記憶手段は、前記重み係数計算手段により現在の k 個のシンボルよりも過去の1シンボルについて計算された重み係数であって、前記1つの指向性パターンを形成するための全無線部の成分毎の重み係数と、前記他の指向性パターンを形成するための全無線部の成分毎の重み係数とを記憶し、前記補間手段は、現在の k 個のシンボル中の前記1シンボルの期間内に、現在の k 個のシンボル中の残りの $k-1$ 個のシンボルに対する重み係数を補間し、次のシンボル期間内に過去の k 個のシンボル中の $k-1$ 個のシンボルの前記他の指向性をパターン形成するための全無線部の成分毎の重み係数を補間するように構成してもよい。

【0013】

【発明の実施の形態】

<第1実施形態>

<アダプティブアレイ装置の概略構成>図1は、本発明の第1実施形態におけるアダプティブアレイ装置の構成を示すブロック図である。本アダプティブアレイ装置は、無線部10、20、30、40、アンテナ17、27、37、47、受信調整部18、28、38、48、送信調整部19、29、39、49、制御部50とを備え、デジタル携帯電話等の移动通信における基地局として設置される。また、無線部10は、変調器11、送信回路12、スイッチ13から構成される。

【0014】無線部10は、制御部50から送信調整部19を介して入力されるベースバンド信号(シンボルデータ)を中間周波数信号(以後、IF信号と略す)にまで変調する変調器11と、変調器11からのIF信号を

高周波信号（以後、RF信号と略す）に変換し、送信出力レベルにまで増幅する送信回路12と、アンテナの送受信を切り替えるスイッチ13と、受信信号をIF信号にまで変換する受信回路15と、受信回路15からのIF信号をベースバンド信号（シンボルデータ）に復調する復調器16を有する。ここで変調器11、復調器16における変復調の方式は、ディジタル変調であれば種類を問わないが例えば、 $\pi/4$ シフトQPSKなどである。本実施形態では、復調器16により復調されたベースバンド信号はシンボル毎に同相成分（以下I成分と呼ぶ）データと直交成分（以下Q成分と呼ぶ）データとで表される時系列データであるものとする。

【0015】受信調整部18は、アダプティブアレイとしての指向性パターンを生成するために、復調器16から入力される受信ベースバンド信号の振幅と位相とを、制御部50から指示に従って調整する。より詳しくは、復調器16から得られるベースバンド信号がシンボル毎にI成分データとQ成分データとで表される場合、受信調整部18は、Iデータ、Qデータのそれぞれに重み付けすることによって、シンボルデータの振幅と位相とを調整する。重み付けによるシンボルデータの調整を示す説明図を図2に示す。同図は、I-Q座標平面に復調器16に復調されたシンボルデータと、重み付けによるシンボルデータとを示している。I1、Q1は復調器16から得られるシンボルデータを示す。受信調整部18によりW1、WQ1は重み付けされたシンボルデータを示す。同図のように、受信調整部18はI成分データ、Q成分データを個別に重み付けすることにより、シンボルデータの振幅と位相とを調整する。I成分データ、Q成分データを個別に重み付けするための重み係数は、制御部50から指示される送信調整部19は、アダプティブアレイとしての指向性パターンを生成するために、制御部50から入力される送信ベースバンド信号の振幅と位相とを調整する。この調整についても図2と同様にして行われる。

【0016】無線部20、30、40は、無線部10と同じ構成になるので説明を省略する。制御部50は、プログラマブルなディジタルシグナルプロセッサを中心に構成され、プログラムを実行することにより以下の機能を実現する。すなわち制御部50は、無線部10～40の送受信制御とともにアダプティブアレイにおける複数の指向性パターンを実現するための無線システム毎のI成分用、Q成分用の重み係数をシンボル毎に算出して、受信調整部18、送信調整部19に出力する。複数の指向性パターンというのは、アダプティブアレイ方式を用いて複数の利用者が同一周波数、同一時刻に利用することを実現するパス分割多元接続（PDMA）通信方式を用いて複数利用者が存在する場合の、利用者毎の指向性パターンのことである。複数の指向性パターンの説明図を図3に示す。同図では、アダプティブアレイ装置の周辺に4台のユーザ無線機a～d（以下ユーザa～dと略す）

が同一周波数、同一時刻に利用している場合を示している。

【0017】さらに制御部50は、ユーザ毎に全無線システムのI成分用、Q成分用の重み係数をシンボル期間毎に算出する。シンボル期間毎に全ユーザの重み係数を算出することは、制御部50の処理量が膨大になるため、制御部50は、次のように処理量を減らして効率向上を図っている。すなわち制御部50は、例えば図3のような4ユーザの場合に、4シンボル期間中の1シンボル期間をユーザaのための信号処理期間として割り当てて、割り当てられたシンボル期間においてそのシンボル期間の重み係数を受信したシンボルデータに基づいて重み係数を算出するとともに、そのユーザの残りの3シンボル期間分の重み係数を他の重み係数から補間することにより算出する。以下、受信したシンボルデータに基づいて重み係数を算出することを直接演算処理と呼び、他の重み係数から重み係数を補間すること間接演算処理と呼ぶ。

【0018】同様に4シンボル期間中の次のシンボル期間をユーザbに割り当てて、割り当てられたシンボル期間において、ユーザbのための重み係数を直接演算処理と間接演算処理とにより計算する。ユーザc、dに関しても同様である。ユーザ毎に重み係数の計算が必要なのは、図3に示したようにユーザa～d個別に異なる指向性パターンを持たせるからである。異なる複数の指向性パターンを表すそれぞれの重み係数を効率良く信号処理するために、制御部50は、各ユーザに循環的にシンボル期間を割り当てている。

<アダプティブアレイ装置の主要部の構成>図4は、図1に示したアダプティブアレイ装置の各受信調整部と制御部とをより詳しく示したブロック図である。

【0019】受信調整部18、28、38、48はいずれも同じ構成なので、受信調整部18を代表として説明する。受信調整部18は、Iバッファ101、Qバッファ102、乗算器103、104を備える。Iバッファ101は、復調器16から得られる最新の4シンボル分のI成分データを順次更新しながら保持する。これらのI成分データを $I(t-3\Delta t)$ 、 $I(t-2\Delta t)$ 、 $I(t-\Delta t)$ 、 $I(t)$ と表す。ここで、IのIは、第1無線システムの1であり、tはシンボルのタイミング、 Δt はシンボル期間を意味する。Iバッファ101は、最新のシンボルのI成分データ $I(t)$ を出力し、また、制御部50からランダムに読み出し可能である。なお、保持するデータ個数は、後述する補間処理（間接演算処理）がなされるシンボル数+1個を少なくとも保持していればよく、本実施形態では4個としている。

【0020】Qバッファ102は、Iバッファ101と同様に、復調器16から得られる最新の4個分のシンボルのQ成分データを保持する。これらのQ成分データを $Q(t-3\Delta t)$ 、 $Q(t-2\Delta t)$ 、 $Q(t-\Delta t)$ 、 $Q(t)$ と表す。乗算器103は、I成分データの重み付け、つまり復調器

16から入力されるI成分データと制御部50から与えられる重み係数とを乗算する。

【0021】乗算器104は、Q成分データの重み付け、つまり復調器16から入力されるQ成分データと制御部50から与えられる重み係数とを乗算する。受信調整部28、38、48についても同様である。制御部50は、内部にWバッファ51を有し、シンボル期間を複数のユーザに循環的に割り当てて、当該シンボル期間において、そのシンボルに対する重み係数を上記の直接演算処理により、直接演算処理では求められていないシンボルに対する重み係数を間接演算処理により求める。Wバッファ51は、直接演算処理により過去に計算された1シンボル分の全無線部の成分毎の重み係数を記憶するためのバッファであり、間接演算処理において用いられる。

【0022】具体的な制御部50の演算処理タイミングを以下に述べる。

＜制御部50の演算処理タイミング＞図5は、制御部50の演算処理タイミングを示す図である。同図では、本アダプティブアレイ装置においてPDMA通信方式により4ユーザを収容している場合を演算処理タイミングを図示している。

【0023】同図において、「シンボル時間」は、シンボルタイミング t_0, t_1, t_2, \dots を示す。1シンボル期間は、本アダプティブアレイ装置がPHS(Personal Handyphone System)の基地局として運用される場合には、約5マイクロ秒である。「全Iバッファ、全Qバッファの出力」の欄は、各シンボルタイミングにおける全Iバッファと全Qバッファの出力データ $D(t)$ を表している。例えばタイミング t_0 における出力データ $D(t_0)$ は次のようになる。

$$D(t_0)=[I_1(t_0), I_2(t_0), I_3(t_0), I_4(t_0), Q_1(t_0), Q_2(t_0), Q_3(t_0), Q_4(t_0)]$$

「制御部50の演算処理」の欄は、シンボル期間に割り当てられているユーザと、直接演算処理により算出される重み係数とを示している。この例ではシンボル期間に対して循環的にユーザa, b, c, d, a, b, c, d, ...と割り当てられている。例えば、シンボルタイミング t_4 のシンボル期間は、ユーザaの指向性パターンを形成するための全無線部の各成分の重み係数重み係数算出のために割り当てられている。このシンボル期間内に、制御部50は、シンボルタイミング t_1, t_2, t_3, t_4 の4シンボル分について、直接演算処理と間接演算処理により重み係数を算出する。具体的には4シンボル中の1シンボルについては直接演算処理により、他の3シンボルについては間接演算処理により重み係数を算出する。

【0024】「ユーザaの重み係数」の欄は、ユーザaの指向性パターン形成用に算出されたシンボル毎の重み係数を示す。例えばシンボルタイミング $t_1 \sim t_4$ の4シンボルについての重み係数は、シンボルタイミング t_4 の

シンボル期間において算出された結果を記してある。この例では、シンボルタイミング t_4 の重み係数は直接演算処理により算出され、シンボルタイミング $t_1 \sim t_3$ の重み係数は間接演算処理により算出されている。図中の $W_{Ia1}(t) \sim W_{Ia4}(t)$, $W_{Qa1}(t) \sim W_{Qa4}(t)$ は直接演算処理による重み係数であり、 $X_3(=X_{Ia1}(t) \sim X_{Ia4}(t)$, $X_{Qa1}(t) \sim X_{Qa4}(t))$ は間接演算処理による重み係数である。

【0025】「ユーザbの重み係数」の欄は、ユーザbの指向性パターン形成用に算出されたシンボル毎の重み係数を示す。例えばシンボルタイミング $t_2 \sim t_5$ の4シンボルについての重み係数は、シンボルタイミング t_5 のシンボル期間において算出された結果を記してある。「ユーザcの重み係数」「ユーザdの重み係数」の欄についても同様である。

＜制御部50の全体処理フロー＞図6は、図5に示した演算処理タイミングを実現する制御部50の概略処理を示すフローチャートである。同図でも本アダプティブアレイ装置がPDMA通信方式により4ユーザを収容している場合を示している。

【0026】図中の各ステップに示した基本フローというのは、1シンボル期間内に制御部50が行う信号処理であって、制御部50が複数シンボル分について1ユーザの指向性パターン形成用の重み係数を求めるため直接演算処理と間接演算処理とを行う信号処理を示す。制御部50は、シンボル期間毎に、演算対象のユーザを循環的に切り替えながら基本フローの処理を行う（ステップ61～64）。基本フローの内容を以下に詳述する。

＜制御部50の1シンボル期間に信号処理（基本フロー）＞図7は、図6中の基本フローの処理内容を詳細に示すフローチャートである。ここではユーザaに対する基本フローを処理を行っているものとする。

【0027】同図において、まず制御部50は、現在のシンボルタイミング t における全無線部のI成分データ及びQ成分データ($I_1(t) \sim I_4(t), Q_1(t) \sim Q_4(t)$)を全てのIバッファ及びQバッファから読み出し（ステップ71）、これらのI成分データ及びQ成分データに基づいて直接演算処理によって現在のシンボルに対する重み係数を計算し（ステップ72）、計算結果($W_{Ia1}(t) \sim W_{Ia4}(t)$, $W_{Qa1}(t) \sim W_{Qa4}(t)$)をWバッファ51に格納し（ステップ73）、その重み係数を用いて現在のシンボル t のユーザaに対する合成信号を、図4に示した全ての乗算器を用いて計算する（ステップ74）。ユーザaに対するシンボルタイミング t の合成信号 $Y_{Ia}(t), Y_{Qa}(t)$ は次式により得られる。

$$Y_{Ia}(t) = \sum W_{Iai}(t) * I_i(t), \quad Y_{Qa}(t) = \sum W_{Qai}(t) * Q_i(t)$$

但し、 i は1から4まで。この合成信号は、ユーザaの指向性パターンによって受信したシンボルタイミング t における受信シンボルを表している。すなわち他のユーザの受信信号を除去した受信シンボルを表している。

【0028】次に、制御部50は、過去に直接演算処理

により算出された重み係数をWバッファ51から読み出す(ステップ75)。図5の処理タイミングでは、4シンボル前の重み係数がWバッファ51に格納されているので、それらの重み係数 $W1a1(t-4\Delta t) \sim W1a4(t-4\Delta t)$ 、 $WQa1(t-4\Delta t) \sim WQa4(t-4\Delta t)$ を読み出す。ここで Δt は1シンボル期間である。制御部50は、Wバッファ51から読みだされた重み係数と、上記の直接演算処理により算出された重み係数とを用いて、シンボルタイミング $(t-\Delta t)$ 、 $(t-2\Delta t)$ 、 $(t-3\Delta t)$ の3シンボルに対する重み係数を間接演算処理つまり補間により算出する(ステップ76)。

【0029】ここでは、線形補間を用いる例を図8に示す。同図ではシンボルタイミング $t4$ において実行される間接演算処理のうち、無線部10に対するI成分データ用の重み係数 $W1a1(t4)$ と $W1a1(t0)$ とを用いて、シンボルタイミング $t1$ 、 $t2$ 、 $t3$ の各シンボルに対する重み係数 $X1a1(t1)$ 、 $X1a1(t2)$ 、 $X1a1(t3)$ を図示している。無線部10に対するQ成分データ用の重み係数 $XQ1(t1)$ 、 $XQ1(t2)$ 、 $XQ1(t3)$ についても同様である。無線部20、30、40に対するI成分データ用、Q成分データ用の重み係数についても同様に補間する。

【0030】さらに、制御部50は、現在のシンボルタイミングより過去のシンボルデータ、すなわちタイミング $(t-\Delta t)$ 、 $(t-2\Delta t)$ 、 $(t-3\Delta t)$ の3シンボル分についての全無線部のI成分データ及びQ成分データを全てのIバッファ及びQバッファから読み出し(ステップ77)、これらのI成分データ及びQ成分データに間接演算処理により算出された重み係数を用いて以下に示す合成信号を計算する。但し、 i は1から4までである。

1シンボル前の合成信号は、

$$Y1a(t-\Delta t) = \sum X1i(t-\Delta t) * Ii(t-\Delta t),$$

$$YQa(t-\Delta t) = \sum XQi(t-\Delta t) * Qi(t-\Delta t)$$

であり、2シンボル前の合成信号は、

$$Y1a(t-2\Delta t) = \sum X1i(t-2\Delta t) * Ii(t-2\Delta t)$$

$$YQa(t-2\Delta t) = \sum XQi(t-2\Delta t) * Qi(t-2\Delta t)$$

であり、3シンボル前の合成信号は、

$$Y1a(t-3\Delta t) = \sum X1i(t-3\Delta t) * Ii(t-3\Delta t)$$

$$YQa(t-3\Delta t) = \sum XQi(t-3\Delta t) * Qi(t-3\Delta t)$$

である。

【0031】上記のようにして、制御部50は、シンボルタイミング t のシンボル期間内にユーザaに対する基本フローの処理を行う。シンボルタイミング $(t+1)$ 、 $(t+2)$ 、 $(t+3)$ のシンボル期間内におけるユーザb、c、dに対する基本フローの処理も同様である。

＜直接演算処理の詳細フロー＞図9は、図7のステップ72の現在シンボルの重み係数の計算(直接演算処理)の内容を詳細に示すフローチャートである。

【0032】同図の処理は、カルマンフィルタを用いたアダプティブアレイに関する公知技術を応用している。「カルマンフィルタを用いたアダプティブアンテナの検討」(電子情報通信学会誌 B-II Vol. J75-B-II No. 11

pp835-843 1992年11月)に記載されているので、ここでは簡単に説明する。制御部50は、初期設定済みでなければ初期設定を行う(ステップ91、92)。この初期設定では、カルマンフィルタの推定誤差分散行列の初期値 $P(0)$ と、重み係数行列の初期値 $W(0)$ とを設定する。本実施形態では、初期値 $P(0) = C * I$ (C は定数、 I は 4×4 の単位行列)、初期値 $W(0)$ は同図に示した 4×1 列ベクトルとしている。この場合、重み係数行列 $W(i)$ は、同図に示した 4×1 列ベクトルとして表現される。

【0033】次に制御部50は、入力信号として、Iバッファ及びQバッファから得られるシンボルタイミング t のI成分データ、Q成分データを設定し(ステップ93)、さらに参照信号 $d(i)$ を設定する(ステップ94)。ここで参照信号 $d(i)$ は、特定ユーザから得るべき受信信号の推定波形である。制御部50は、推定波形として、当該シンボルタイミング t における受信信号が既知のデータ、例えば受信データのプリアンプル部分やユーザidなどであれば、その波形を設定し、未知のデータである場合には、受信シンボル受信データを仮判定してその波形を設定する。ここで仮判定による受信信号 $Y(i)$ は、シンボルタイミング t のI成分データ、Q成分データのそれぞれに、過去の重み係数を乗算して合成することにより得られる。

【0034】次いで、制御部50は、同図に示したようにカルマンゲインの計算、事前推定誤差の計算、重み係数の更新、相関行列の更新(ステップ95～98)を行う。ステップ95～98は、カルマンフィルタにおいて再帰的最小二乗法(RLS(Recursive Least Square)アルゴリズム)を用いた公知技術であるので、ここでは省略する。

【0035】このようにして直接演算処理による重み係数が計算される。以上の説明してきたように、本実施形態のアダプティブアレイ装置によれば、P.DMA通信方式を用いた場合の複数のユーザに循環的にシンボル期間を割り当てて、当該シンボル期間において、そのシンボルに対する重み係数を上記の直接演算処理により、直接演算処理では求められていない他のシンボルに対する重み係数を間接演算処理により求める。これにより、重み係数を計算する信号処理量を大幅に低減することができ、しかも全ユーザに対してシンボル単位の精度で重み係数を更新することができる。

＜第2実施形態＞本実施形態におけるアダプティブアレイ装置の構成を示すブロック図の概略構成は図1、図3に示したと同じであるので、以下異なる点を主として説明する。

【0036】異なる点は、複数のユーザに循環的にシンボル期間を割り当てる割り当てかたである。本実施形態のアダプティブアレイ装置では、複数のユーザに循環的に2シンボル期間ずつを割り当てるように構成してい

る。そのため、各Iバッファ、Qバッファは、復調器から得られる最新の8シンボル分のデータを順次更新しながら保持する点が異なる。

【0037】また、制御部50は、連続する2シンボル期間内において、1シンボルに対する直接演算処理と、残りの7シンボルに対する間接演算処理とを行う点が異なる。図10は、制御部50の演算処理タイミングを示す図である。同図は、図5に対して、各ユーザに対して2シンボル期間ずつを割り当てている点が異なっている。例えばユーザaはシンボルタイミングt0、t1の2シンボル期間が割り当てられている。ユーザbにはシンボルタイミングt2、t3の2シンボル期間が割り当てられている。ユーザc、dについても同様である。

【0038】したがって、制御部50は、2シンボル期間内において、8シンボル中の1シンボルを直接演算処理により、残りの7シンボルを間接演算処理により重み係数を計算することになる。間接演算処理によるシンボルの割合が増えるものの、第1実施形態に比べて1ユーザに対する信号処理期間が2倍になるので、制御部50がより処理能力の低いDSPである場合であっても、複数ユーザのシンボル毎の重み係数を直接演算処理と間接演算処理とによって計算することができる。

＜第3実施形態＞本実施形態では、本発明のアダプティブアレイ装置をパスダイバーシティに適用する場合を説明する。パスダイバーシティとは、到達時刻の異なる信号

(ここでは最初に到達した信号を直接波、それ以降に到達する信号を遅延波とする)を分離受信した後、さらに、それらを合成して受信信号を生成することをいう。

【0039】本実施形態におけるアダプティブアレイ装置の構成を示すブロック図の概略構成は図1、図3に示したと同じであるので、以下異なる点を主として説明する。異なる点は、複数のユーザの指向性パターンを形成する代わりに、1ユーザの直接波と遅延波とを受信するための指向性パターンを形成する点である。遅延波は、ユーザから放射された電波がビルや電車、自動車などに反射して本アダプティブアレイ装置に到来するので、直接波とは異なる指向性パターンを持つ。そこで、本実施例のアダプティブアレイ装置では、直接波の指向性パターンと遅延波の指向性パターンとを発生させて、遅延波も積極的に選別して受信し直接波と合成するように構成されている。

【0040】図11は、制御部50の演算処理タイミングを示す図である。同図は、図5のユーザa、b、c、dの代わりに、直接波、遅延波1、遅延波2、遅延波3の指向性パターンを形成する点が異なっているが、制御部50の演算処理タイミングは図5と全く同じである。そのため、図9に示した参照信号の設定(ステップ94)処理の内容が異なっている。制御部50は、直接波に対する参照信号d(i)としては、第1実施形態と同様に1ユーザに対する推定波形を設定する。さらに、各遅

延波に対する参照信号d(i)については、直接波のシンボルデータを仮判定して得られる受信信号に対して推定遅延時間を与えた推定波形を設定する。

【0041】さらに、このようにして得られる直接波と遅延波1～3それぞれの重み係数を用いて合成される直接波と遅延波1～3の受信信号は、さらに合成された後受信シンボルの判定に用いられる。上記のように本実施形態では直接波以外に複数の遅延波を積極的に選別して受信し、それらを合成した結果に対して最終的な受信シンボルとして判定するので、C/N比が向上するので、フェージングにより無線波の伝播環境が劣悪な場合であっても信頼性を向上させることができる。

【0042】以上のように、上記各実施形態では、直接演算処理だけでは信号処理量が膨大になるので、間接演算処理(補間処理)を適切な割合で利用することにより信号処理量を大きく低減している。次に、補間処理による特性劣化の可能性について説明する。一般に、補間によりデータを算出する場合には、全データを直接演算により算出する場合と比べて特性が劣化する可能性がある。これは、補間によるデータと直接演算によるデータとの誤差に起因するので、補間によるデータ数が多いほど特性劣化の可能性も大きくなる。

【0043】しかし、上記各実施形態において補間により重み係数を得ている期間において、重み係数の変化が十分に小さいものであれば、上記誤差の影響が小さくなり、特性劣化が発生しなくなる。つまり、重み係数の変化の速さに応じて、補完しても特性劣化を生じさせない期間が決定される。重み係数の変化はユーザの移動による伝播環境の変化によりもたらされるものであり、その変化の速さは概ね移動速度に比例する。従ってユーザの移動速度の上限から、重み係数の変化の速さの上限が分かるので、それにより補間による期間の上限が求められる。このことから、伝送速度が高速であっても補間による期間がその上限を越えない範囲であれば、特性劣化は生じない。

【0044】さらに、このことは本発明のアダプティブアレイ装置による補間による期間が、重み係数の変化の速さの上限を越えない範囲であれば、基本的には伝送速度によらず適用が可能であることを示している。なお、本発明のアダプティブアレイ装置は、上記各実施形態の処理タイミングや、ユーザや遅延波を組み合わせについても適用可能である。以下に、上記実施形態の場合も含めて、それらの組み合わせを図12に示す。

【0045】同図では、4のシンボル期間を1周期として、各シンボル期間をタイムスロット1～4の繰り返しとしている。同図においてNo.1のケースは、第1実施形態を示している。No.2のケースは、第3実施形態を示している。No.3のケースは、1ユーザについてタイムスロット1と3では直接波を、タイムスロット2、4では遅延波を求める場合を示している。この場合、2シ

ンボル中の1シンボルが直接演算処理により他の1シンボルが間接演算処理により重み係数が計算される。

【0046】No. 4のケースは、1ユーザについてタイムスロット1では直接波を、タイムスロット3では遅延波を求める場合を示している。この場合、直接波は、2シンボル中の1シンボルが直接演算処理により他の3シンボルが間接演算処理により重み係数が計算される。No. 5のケースは、1ユーザについてタイムスロット1で直接波を、タイムスロット3ではその遅延波を求める場合を示している。この場合、直接波、遅延波ともに、4シンボル中の1シンボルが直接演算処理により他の3シンボルが間接演算処理により重み係数が計算される。

【0047】No. 6のケースは、2ユーザについてタイムスロット1、3でユーザ1に、タイムスロット2、4でユーザ2に対する重み係数を求める場合を示している。この場合、各ユーザともに、2シンボル中の1シンボルが直接演算処理により他の1シンボルが間接演算処理により重み係数が計算される。No. 7のケースは、2ユーザについてタイムスロット1でユーザ1の直接波を、タイムスロット2でユーザ2の遅延波を、タイムスロット3でユーザ2の直接波を、タイムスロット4でユーザ2の遅延波を求める場合を示している。この場合、各直接波、遅延波について、4シンボル中の1シンボルが直接演算処理により他の3シンボルが間接演算処理により重み係数が計算される。

【0048】No. 8、9についても同図に示した組み合わせに対応する重み係数が計算される。なお上記各実施例では、間接演算処理における補間に線形補間を用いる例を示したが、非線形補間であってもよい。また、上記各実施例では、図5、図10、図11において、制御部50が割り当てられたシンボル期間内に、特定のユーザの直接波又は遅延波に対する重み係数を計算しているが、シンボル期間に同期することは必須でない。すなわち、ホン発明のアダプティブアレイ装置は、実施形態で示したようにシンボルデータ（I、Q成分データ）の受信タイミングに同期してリアルタイムに動作させてもよいし、シンボルデータのある期間分だけまとめて記憶しておき、一括に処理する用にしてもよい。

【0049】

【発明の効果】本発明のアダプティブアレイ装置は、送信部と受信部とアンテナとを有する複数の無線部を備えたアダプティブアレイ装置であって、無線部毎に、連続する k 個（ k は自然数）の受信シンボルの同相成分データと直交成分データとを記憶するデータ記憶手段と、データ記憶手段に記憶された k 個のシンボル中の1シンボルの同相成分データと直交成分データとに基づいて、1つの指向性パターンを形成するための全無線部の成分毎の重み係数を計算する重み係数計算手段と、前記 k 個のシンボルより過去の1シンボルについて、重み係数計算手段により計算された重み係数を記憶する重み係数記憶

手段と、重み係数計算手段により計算された重み係数と重み係数記憶手段に記憶された重み係数とを補間することにより、現在の k 個のシンボル中の残りの $k-1$ 個のシンボルに対する重み係数を計算する補間手段と、重み係数計算手段および補間手段から得られる重み係数を用いて、データ記憶手段に記憶された同相成分データと直交成分データと合成することにより、前記指向性パターンに対応する現在の k 個の受信シンボルデータを得る合成手段とを備える。

【0050】これにより、 k 個のシンボル中の1シンボルについては重み係数計算手段が重み係数を計算し、残りの $k-1$ 個のシンボルについては補間手段が重み係数を補間するので、指向性パターン調整のための信号処理量を低減することができるという効果がある。また装置規模やコストの増大を最小限に抑えることができる。

【0051】また、本アダプティブアレイ装置において、前記重み係数計算手段は、現在の k 個のシンボル中の前記1シンボルの期間内に前記1つの指向性パターンを形成するための全無線部の成分毎の重み係数を計算し、次のシンボル期間内にそのシンボルの同相成分データと直交成分データとに基づいて他の指向性パターンを形成するための全無線部の成分毎の重み係数を計算し、前記重み係数記憶手段は、前記重み係数計算手段により現在の k 個のシンボルよりも過去の1シンボルについて計算された重み係数であって、前記1つの指向性パターンを形成するための全無線部の成分毎の重み係数と、前記他の指向性パターンを形成するための全無線部の成分毎の重み係数とを記憶し、前記補間手段は、現在の k 個のシンボル中の前記1シンボルの期間内に、現在の k 個のシンボル中の残りの $k-1$ 個のシンボルに対する重み係数を補間し、次のシンボル期間内に過去の k 個のシンボル中の $k-1$ 個のシンボル分の前記他の指向性をパターン形成するための全無線部の成分毎の重み係数を補間するように構成されている。

【0052】この構成によれば、上記1つの指向性パターンを形成するための全無線部の成分毎の重み係数と、他の指向性パターンを形成するための全無線部の成分毎の重み係数とを、重み係数計算手段と補間手段とが計算するので、上記効果に加えて、信号処理量を大幅に増加させることなく、2以上の指向性パターンを生成することができるという効果がある。

【0053】また、本アダプティブアレイ装置において、前記1つの指向性パターンと前記他の指向性パターンとは、同一周波数を同一時刻に使用する異なる移動無線機に対応する構成としたので、PDMA通信における複数の移動無線機に対して、信号処理量を大幅に増加させることがないという効果がある。さらに、本アダプティブアレイ装置において、前記1つの指向性パターンと前記他の指向性パターンは、特定の移動無線機からの到来する直接波と間接波に対応する構成としたので、パス

ダイバーシチを容易に実現することができるという効果がある。

【0054】また、本アダプティブアレイ装置において、前記重み係数計算手段および前記補間手段は、プログラマブルなデジタル信号処理用プロセッサで構成したので、上記効果に加えて、装置規模やコストの増大を最小限に抑えることができるという効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1実施形態におけるアダプティブアレイ装置の構成を示すブロック図である。

【図2】重み付けによるシンボルデータの調整を示す説明図である。

【図3】複数の利用者が同一周波数を同一時刻に利用する場合の複数の指向性パターンの説明図を示す。

【図4】アダプティブアレイ装置の各受信調整部と制御部とをより詳しく示したブロック図である。

【図5】制御部50の演算処理タイミングを示す図である。

【図6】図5の演算処理タイミングを実現する制御部の概略処理を示すフローチャートである。

【図7】図6中の基本フローの処理内容を詳細に示すフローチャートである。

【図8】線形補間を用いる例を示す。

【図9】図7のステップ72の現在シンボルの重み係数

の計算（直接演算処理）の内容を詳細に示すフローチャートである。

【図10】第2実施形態における制御部50の演算処理タイミングを示す図である。

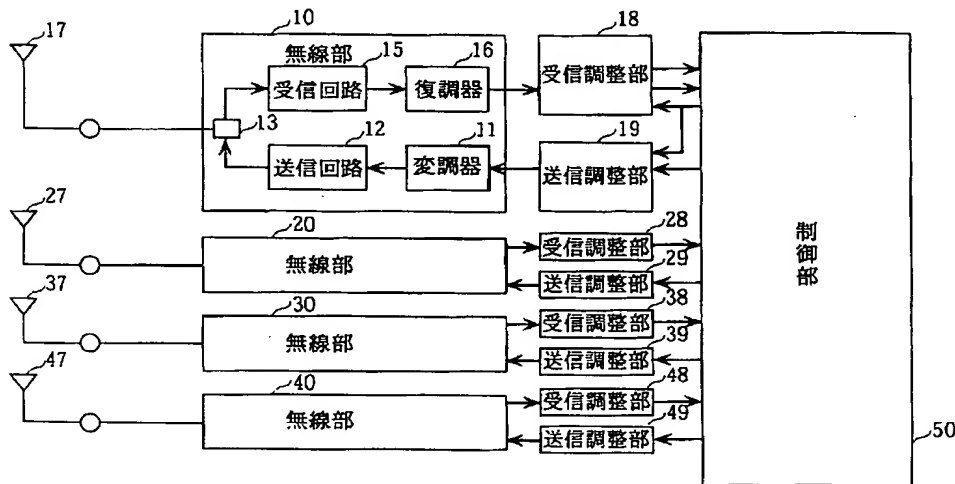
【図11】第3実施形態における制御部50の演算処理タイミングを示す図である。

【図12】ユーザ数及び直接波遅、延波の組み合わせを示す図である。

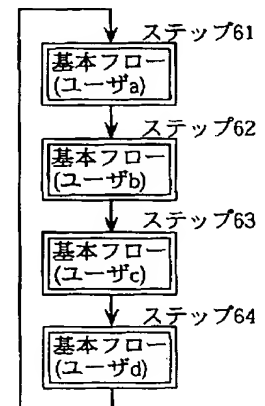
【符号の説明】

10～40	無線部
11	変調器
12	送信回路
13	スイッチ
15	受信回路
16	復調器
17	アンテナ
18、28、38、48	受信調整部
19、29、39、49	送信調整部
50	制御部
51	Wバッファ
101、201、301、401	Iバッファ
102、202、302、402	Qバッファ
103、203、303、403	乗算器
104、204、304、404	乗算器

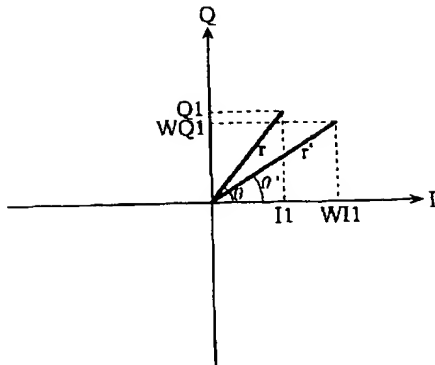
【図1】



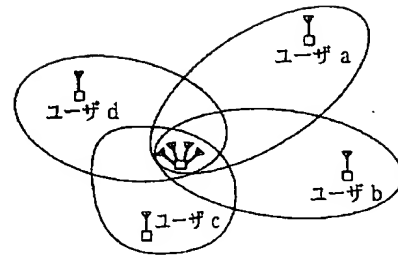
【図6】



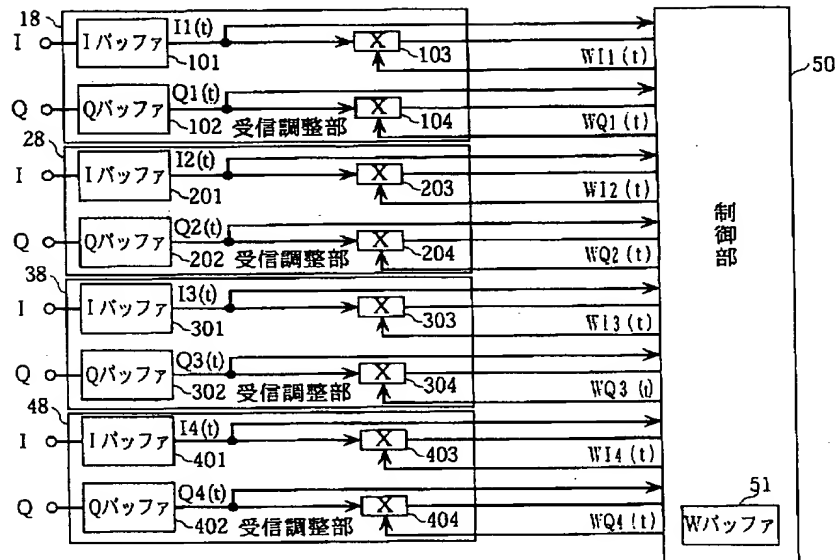
【図2】



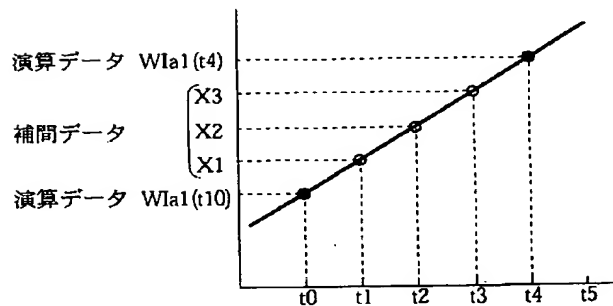
【図3】



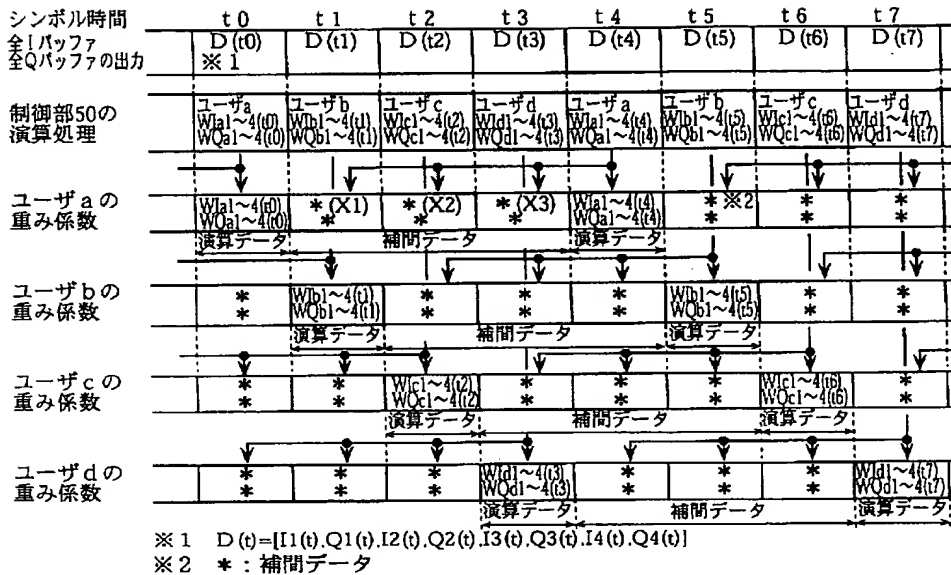
【図4】



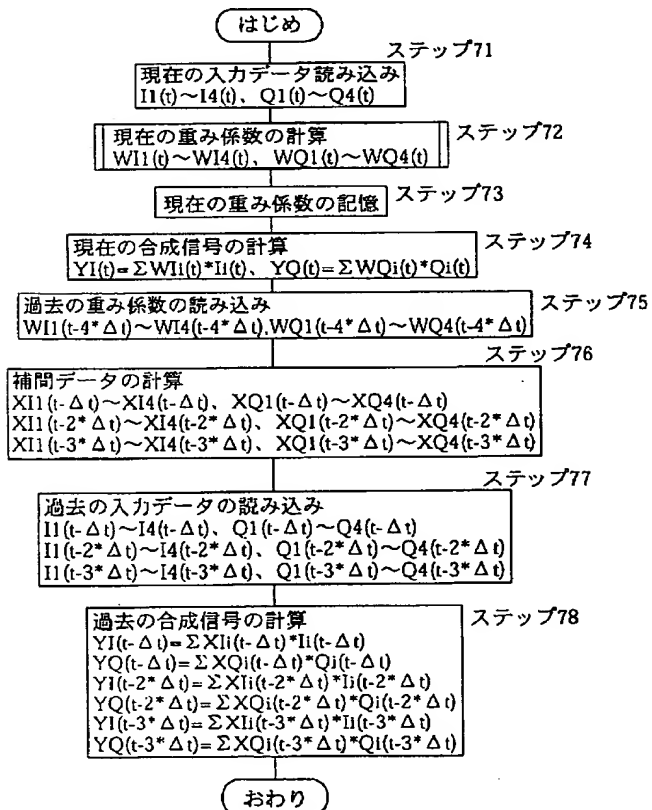
【図8】



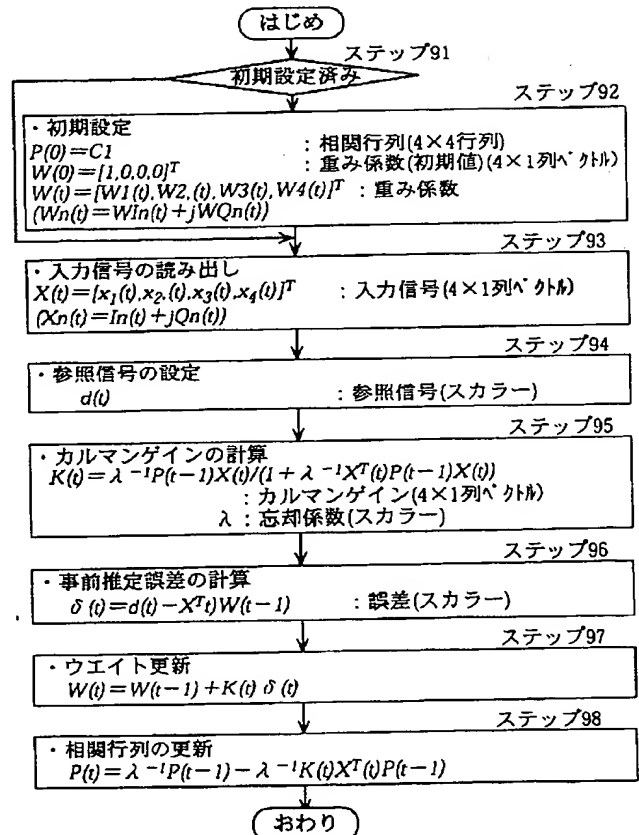
【図5】



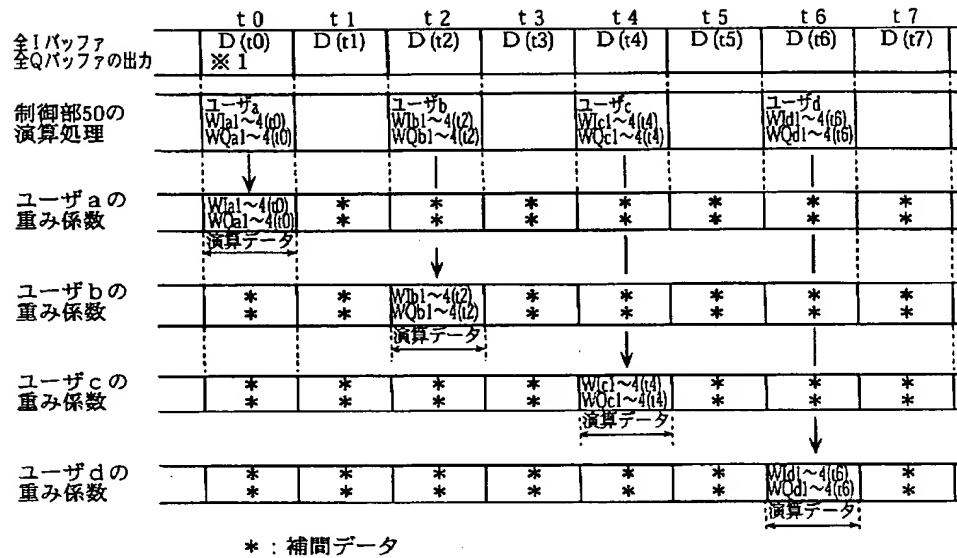
【図7】



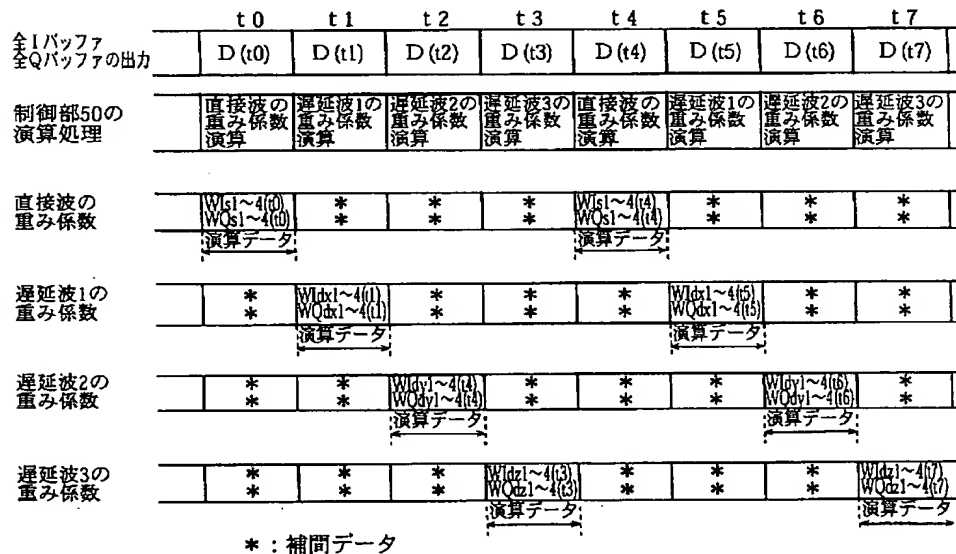
【図9】



【図10】



【図11】



【図12】

	t0	t1	t2	t3	t4	t5	t6	t7
全Iバッファ 全Qバッファの出力	D(t0)	D(t1)	D(t2)	D(t3)	D(t4)	D(t5)	D(t6)	D(t7)
制御部50の 演算処理	タイム スロット 1	タイム スロット 2	タイム スロット 3	タイム スロット 4	タイム スロット 1	タイム スロット 2	タイム スロット 3	タイム スロット 4

No	使用例	タイムスロット1 での処理	タイムスロット2 での処理	タイムスロット3 での処理	タイムスロット4 での処理
1	4ユーザ受信時	ユーザ1	ユーザ2	ユーザ3	ユーザ4
2	1ユーザ受信時	直接波	遅延波1	遅延波2	遅延波3
3	1ユーザ受信時(直接+遅延1)	直接波	遅延波1	直接波	遅延波1
4	1ユーザ受信時(直接、休止)	直接波	休止	直接波	休止
5	1ユーザ受信時(直接+遅延1、休止)	直接波	休止	遅延波1	休止
6	2ユーザ受信時(直接波)	ユーザ1 直接波	ユーザ2 直接波	ユーザ1 直接波	ユーザ2 直接波
7	2ユーザ受信時(直接波+遅延波)	ユーザ1 直接波	ユーザ1 遅延波	ユーザ2 直接波	ユーザ2 遅延波
8	2ユーザ受信時(直接+遅延1、休止)	ユーザ1 直接波	ユーザ1 遅延波	ユーザ2 直接波	休止
9	3ユーザ受信時(直接+遅延1)	ユーザ1 直接波	ユーザ1 遅延波	ユーザ2 直接波	ユーザ3 直接波
10	3ユーザ受信時(直接、休止)	ユーザ1 直接波	ユーザ2 直接波	ユーザ3 直接波	休止